doi: 10.15940/j.cnki.0001-5245.2024.01.001

面向新疆奇台110 m射电望远镜宽带双极化Vivaldi馈源设计*

刘海文[1]　齐欢欢[1†]　张小林[2]　马 军[3]

(1 西安交通大学信息与通信工程学院 西安 710049)
(2 华东电子工程研究所 合肥 230088)
(3 中国科学院新疆天文台 乌鲁木齐 830011)

摘要　射电望远镜一般要在宽频段内进行连续观测, 但传统相控阵天线设计方法难以兼顾宽频带和大角度扫描特性. 紧耦合天线的设计方法为宽带大角度扫描天线提供了新的设计思路, 基于此设计了一款宽带双极化Vivaldi相控阵馈源. 首先结合Wheeler提出的连续电流片概念及等效电路对紧耦合原理进行理论分析, 然后针对Vivaldi天线分析了阵元间的强耦合能够有效拓展天线的工作带宽. 在此基础上设计了一款宽带Vivaldi相控阵馈源. 馈源阵列由8×9 Vivaldi天线阵元组成, 该阵列的工作带宽为2–8 GHz, 并且能够在E面和H面均实现±45°的扫描特性. 最后对该馈源阵列进行了样机加工和测试, 测试结果与仿真结果具有较好的一致性.

关键词　仪器, 望远镜, 技术: 射电天文, 技术: Vivaldi天线
中图分类号: P111;　**文献标识码**: A

1　引言

Vivaldi天线因其良好的宽频带特性在射电天文领域得到广泛应用. 欧洲的FARADAY (the Focal Plane Array for Radio Astronomy: Design, Access and Yield)项目中采用Vivaldi天线作为基本单元构造了相位阵馈源[1], 能够在2–5 GHz实现双波束同时观测, 有效提高了单口径射电望远镜使用效率. 此后荷兰APERTIF (APERture Tile In Focus)项目中同样采用Vivaldi天线阵列, 并通过数字波束合成技术实现了37个瞬时波束, 将天线的效率由50%提高至75%[2]. 在SKA的致密口径阵列设计中, Vivaldi天线也被用作基本天线单元来实现宽频带大角度的天文观测.

Vivaldi天线的单元结构如图1所示, 由于Vivaldi天线的工作带宽与其剖面尺寸L和口径宽度W成正比, 若想获得较宽的工作带宽, 则需要较大的物理尺寸. 但实际应用中, 则要求天线尺寸越小越好[3–5], 比如Vivaldi阵列作为馈源使用时, 为了减小对反射面的遮挡, 要求馈源阵列具有较小的物理口径[6–8]. 另外, 在Vivaldi相控阵设计中, 为了实现大角度扫描, 阵元间距d需要满足无栅瓣条件[9]:

$$d \leqslant \lambda/(1+\sin\beta)\,, \tag{1}$$

其中, λ为工作波长, β为扫描角度. 但是Vivaldi天线的工作频率一般由天线的口径尺寸决定, 天线的最大口径一般为最低工作频率的1/2, 无法满足大角度扫描的间距要求. 因此, 如何研制基于Vi-

2022-09-28收到原稿, 2022-10-24收到修改稿

*国家自然科学基金项目(U1831201、62171363), 国家重点研发计划项目(2017YFE0128200), 陕西省重点研发计划国际科技合作计划重点项目(2022KWZ-15), 陕西省深空探测智能信息技术重点实验室(2021SYS-04)资助

†qihhpaper@163.com

valdi天线的宽带相控阵天线成为射电观测领域的关键技术之一.

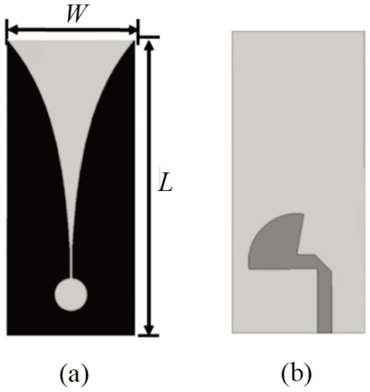

图 1 Vivaldi天线模型. (a)天线正面和(b)天线背面.

Fig. 1 The model of Vivaldi antenna. (a) The front view and (b) back view.

本文基于紧耦合的思想[10], 通过分析阵列中的耦合对阻抗特性的影响, 提出将Vivaldi天线紧密排列, 并利用阵元间的强耦合实现了2–8 GHz的宽带特性, 同时满足阵列在大角度扫描时的无栅瓣条件, 实现了±45°扫描. 值得注意的是, 本文设计的馈源与文献[11]中的Vivaldi馈源的阵元间距和物理尺寸基本一致, 但文献[11]中天线的工作带宽仅为4–8 GHz, 不能满足文献[11]接收机的工作带宽(2.3–8.2 GHz), 而本文提出的Vivaldi馈源阵列能够在不增加物理口径的前提下基本覆盖文献[11]中接收机系统的工作带宽.

2 紧耦合天线阵的超宽带原理

紧耦合的基本物理原理是将天线单元紧密排布, 利用阵元间的强耦合在辐射口径上形成连续稳定的电流, 进而使得输入阻抗能够在较宽的频段范围内保持稳定[12]. 该技术最初起源于Wheeler提出的连续电流片阵列[13]. 图2给出了以偶极子为天线单元的紧耦合的波导模型, 在单元间距小于一个波长的无限大阵列环境下, 通过将天线单元等效置于假想的波导模型中(图2 (a)所示), 与电场平行的为磁壁, 与电场垂直的壁为电壁, 因此该波导支持TEM (Transverse Electromagnetic)波传播. 图2 (b)显示了一个无限平面电偶极子阵列, 其排列在一个平面上, 阵列仅向自由空间辐射TEM波. 此“波导”的特性阻抗可以表示为:

$$Z_0 = \frac{d_y}{d_x}\eta\,, \tag{2}$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi\ \Omega = 377\ \Omega\,, \tag{3}$$

其中, d_x和d_y分别为沿x和y方向的距离, η为自由空间阻抗(377 Ω), ε_0和μ_0为空气中的介电常数和磁导率. 如果阵列前方为介质材料, 介电常数和磁导率分别为ε和μ, 则“波导”的特性阻抗为

$$Z_{\rm r} = \frac{d_y}{d_x}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\eta\,. \tag{4}$$

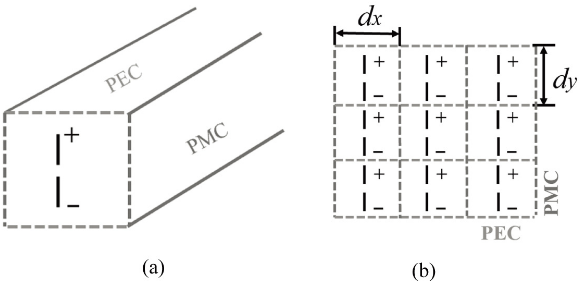

图 2 (a)波导模型, (b)阵列示意图.

Fig. 2 (a) The waveguide model and (b) the diagram of the planar array.

根据天线理论中的定义, 与电场平行的面为E面, 与电场垂直的面为H面. 当阵列沿E面和H面扫描θ角时, 波导的宽度或者高度将变为原来的$\cos\theta$倍. 则其特性阻抗可表示为

$$Z_{\rm r}^{\rm E} = \frac{d_y}{d_x}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\eta\cos\theta\,, \tag{5}$$

$$Z_{\rm r}^{\rm H} = \frac{d_y}{d_x}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\eta\frac{1}{\cos\theta}\,. \tag{6}$$

进一步结合Munk[14]提出的等效电路分析法, 对该阵列进行等效电路建模. 图3为紧耦合天线在不同情况下的等效电路, 其中图3 (a)为不带金属地板时的等效电路, $X_{\rm d}$为天线的自身电抗, w为角频率. 则自由空间中该阵列的输入阻抗为

$$Z_{\rm TCDA} = jwX_{\rm d} + \frac{Z_0}{2}\,. \tag{7}$$

当$d_x = d_y$时, $Z_0 = 377\ \Omega$, 从输入端口看去, 紧耦合阵的阻抗$Z_{\rm TCDA} = 188\ \Omega + jX_{\rm d}$.

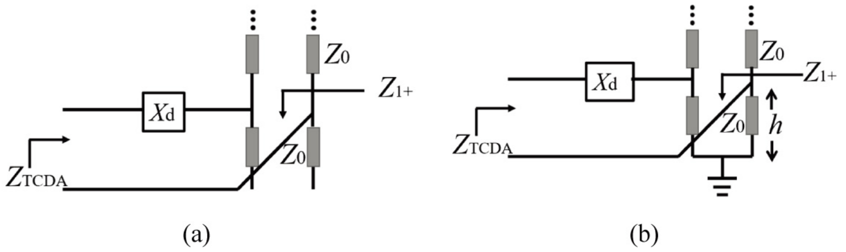

图 3　(a)不带金属地板和(b)带金属地板时紧耦合天线阵的等效电路图

Fig. 3　The equivalent circuit of the tightly coupling antenna (a) without and (b) with metal floor

显然, 阻抗的实部为一常数, 虚部为天线自身的电抗. 紧耦合阵的阻抗不会随频率的变化而大幅变化, 因而能实现超宽的带宽.

在实际应用中, 经常会引入金属地板, 此时的等效电路如图3 (b)所示. 由于终端接地, 将天线口径距离地板的高度设为h, 则从天线口径处看向地板一侧的阻抗Z_{1+}表示为:

$$Z_{1+} = jZ_0 \tan(\beta h) \,, \tag{8}$$

$$Z_0//Z_{1+} = [jZ_0 \tan(\beta h)] \,/\, [1 + j \tan(\beta h)] \,. \tag{9}$$

自由空间中该阵列的输入阻抗可表示为:

$$\begin{aligned} Z_{\mathrm{TCDA}} &= jX_{\mathrm{d}} + Z_0//Z_{1+} \\ &= jX_{\mathrm{d}} + [jZ_0 \tan(\beta h)] \,/\, [1 + j\tan(\beta h)] \,. \end{aligned} \tag{10}$$

经过化简, 可以得到输入阻抗的实部和虚部分别为:

$$\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{TCDA}}) = \frac{Z_0 \tan^2(\beta h)}{1 + \tan^2(\beta h)} \,, \tag{11}$$

$$\mathrm{Im}(Z_{\mathrm{TCDA}}) = \frac{Z_0 \tan(\beta h)}{1 + \tan^2(\beta h)} + X_{\mathrm{d}} \,. \tag{12}$$

显然, 地板的加载使得输入实部电阻降低, 输入电抗的感性大大增加. 为了使得天线输入阻抗趋于匹配, 在前期报告的文献中, 一般通过在偶极子间构造电容耦合来实现与天线自身的电抗特性相互抵消, 进而实现宽频带内的阻抗匹配.

3　天线设计

Vivaldi天线在垂直方向上具有行波天线的特性, 在水平方向上通过将Vivaldi天线紧密连接, 构成类似于连接偶极子的紧耦合阵, 使天线水平方向的电流连续且均匀, 从而拓展了阵列带宽. 图4为阵列中相邻天线阵元的表面电流分布, 在$f = 2$ GHz时, 阵元间距$d = 0.13\ \lambda$, 天线的水平方向的电流较大且相对均匀, 符合Wheeler提出的连续电流片特性[13], 因而在水平方向上构成了紧耦合阵. 然而当$f = 15$ GHz时, 阵元间距$d = 1.03\ \lambda$, 天线单元内部出现自谐振, 呈现出独立性, 电流仍然集中在渐变槽附近.

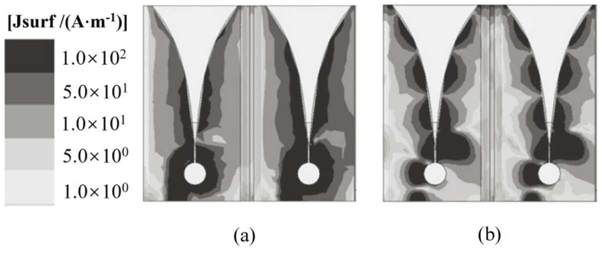

图 4　天线的表面电流分布. (a) f = 2 GHz, d = 0.13 λ. (b) f = 15 GHz, d = 1.03 λ.

Fig. 4　The surface current distribution of the antenna. (a) f = 2 GHz, d = 0.13 λ. (b) f = 15 GHz, d = 1.03 λ.

与传统的相控阵天线设计不同, 本设计直接将天线单元置于无限大周期阵列中进行设计, 并采用Floquet端口和主从边界条件模拟无限大周期环境, 进而研究Vivaldi天线在耦合较强的阵列环境下的阻抗特性. 需要注意的是, 提取天线表面等效阻抗时, 应将Floquet端口平移至天线表面. 图5给出了天线的仿真模型及电压驻波比(Voltage Standing Wave Ratio, VSWR)特性. 如图5 (a)所示, 正交放置的两个Vivaldi阵元实现双极化辐射特性, 阵元与阵元之间通过金属柱进行电连接. 此处, 金属柱除

了电连接的作用外, 还能够消除介质板腔体间的共模谐振, 如图5 (b)所示.

为了进一步研究耦合对输入阻抗的影响, 对单天线和周期阵列中的天线阻抗特性进行分析, 如图6所示. 由图6 (a)和图6 (b)可以看出, 单个天线输入阻抗的实部和虚部的起伏变化很大, 出现自谐振特性. 而在周期阵列中耦合比较强, 阻抗实部在4:1 (2–8 GHz)的带宽内均十分稳定且接近50 Ω, 阻抗虚部均接近于0; 输入阻抗的实部和虚部趋于平缓, 从而能够在较宽的频段范围内实现阻抗匹配. 虽然6 GHz阻抗仍存在波动, 但这是不可避免的, 因为实际阵列设计很难达到理想阵列模型的阻抗特性. 但从史密斯圆图(图6 (c))上可以看出整体天线的输入阻抗曲线整体向圆图实轴靠拢, 说明输入阻抗匹配特性得到大幅提高, 从而能够获得更宽的阻抗带宽, 如图6 (d)所示, 这也体现了紧耦合原理在Vivaldi阵列中的应用.

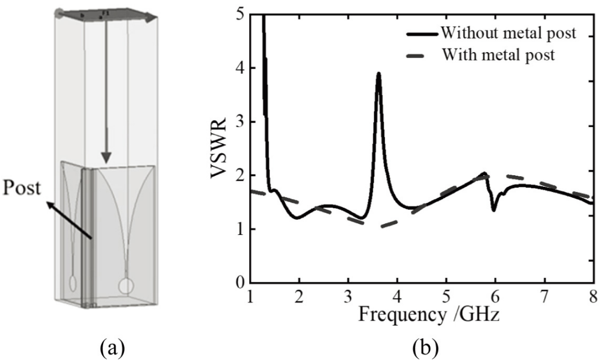

图 5 (a) Floquet模式下的仿真模型. (b)有和无金属柱时的VSWR (Voltage Standing Wave Ratio).

Fig. 5 (a) The simulated model using Floquet mode. (b) The Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) with and without a metal post.

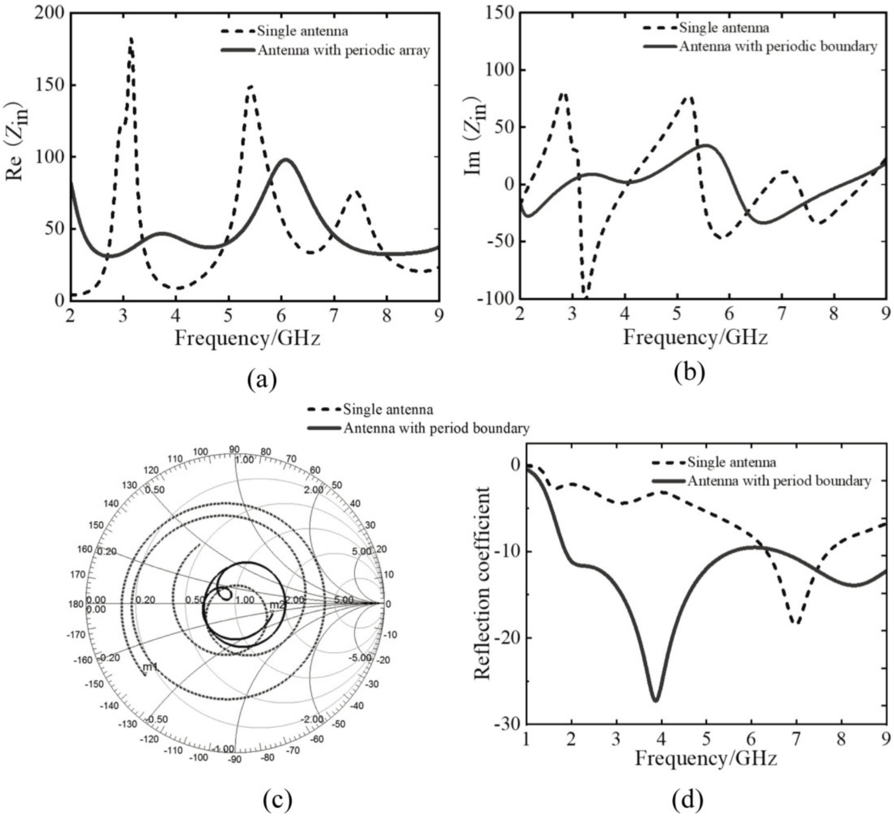

图 6 单天线和阵列中天线的(a)实部输入阻抗, (b)虚部输入阻抗, (c) Smith圆图和(d)反射系数.

Fig. 6 (a) The real part input impedance, (b) the imaginary part input impedance, (c) Smith chart and (d) the reflection coefficient of the single antenna and the antenna with periodic boundary.

天线的剖面尺寸L是Vivaldi天线设计中对天线阻抗影响比较大的参量, 为了更准确地研究该参数对阻抗的影响, 此处将背部的微带线移除, 将馈电端口移至底部槽线之间, 从而能够排除微带转槽线结构对阻抗的转换效果. 通过参数扫描的方法更直观地研究L对阻抗的影响, 如图7所示. 阻抗实部的平均值约为120 Ω, 高度的变化会在某些频点引起阻抗起伏变化. 阻抗虚部整体仍然具有高频呈现感性、低频呈现容性的特性, 并且随着高度的增加, 阻抗实部的峰值都向低频移动, 这种变化趋势与等效电路的分析是一致的. 为了实现宽带内良好的阻抗匹配特性, 最终优化L取值为37.7 mm.

仿真的天线阵元在E面和H面的有源电压驻波比(Active VSWR)如图8所示, 不同颜色代表不同的电压驻波比的幅值大小, 天线在±45°的扫描范围内有源驻波比保持在3以下, 能够满足工程上对阻抗匹配特性的要求.

基于对阵元的分析, 本文设计了一款有限阵元的相控阵天线, 如图9所示, 双极化阵列天线包含144个天线单元(8×9阵列规模), 水平极化和垂直极化各72个天线单元. 阵元间距为$0.55\lambda_{\mathrm{high}}$, λ_{high}为高频对应的波长. 根据(1)式可知, 该天线满足45°扫描时的无栅瓣条件. 图10和图11为天线在0°和45°归一化扫描方向图.

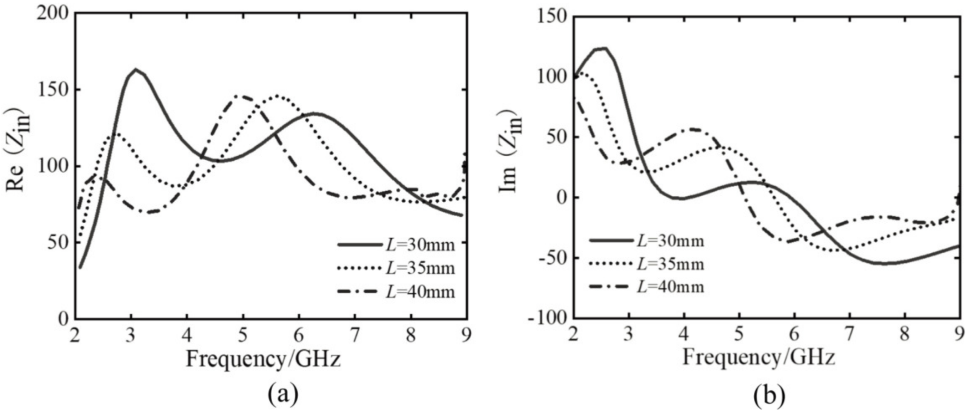

图 7 参数L对(a)输入阻抗实部和(b)输入阻抗虚部的影响

Fig. 7 The effect of parameter L on the (a) real part and (b) imaginary part of the input impedance

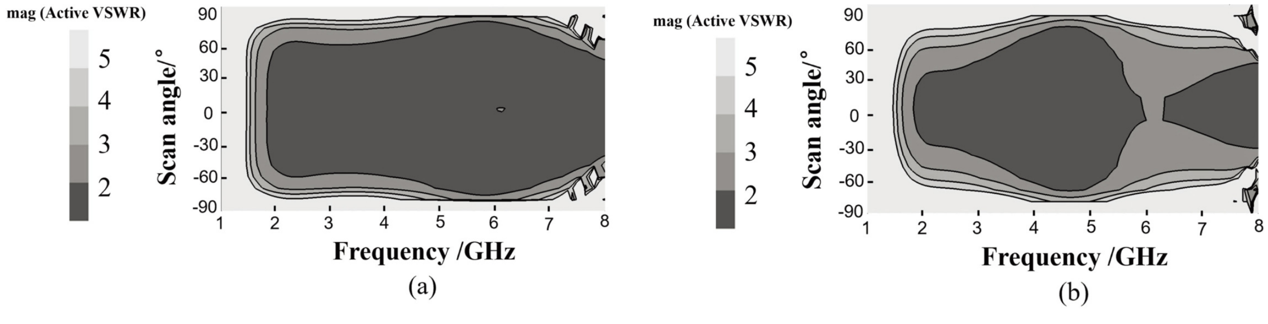

图 8 天线E面(a)和H面(b)的有源电压驻波比

Fig. 8 The active VSWR of the antenna. (a) E-plane and (b) H-plane

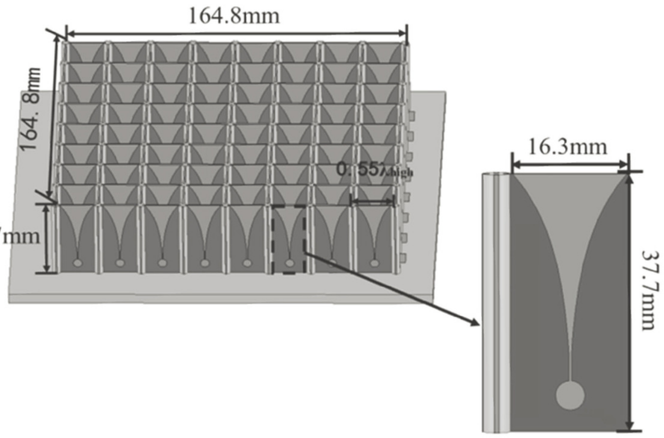

图 9 天线阵列仿真模型

Fig. 9 The simulated model of the antenna array

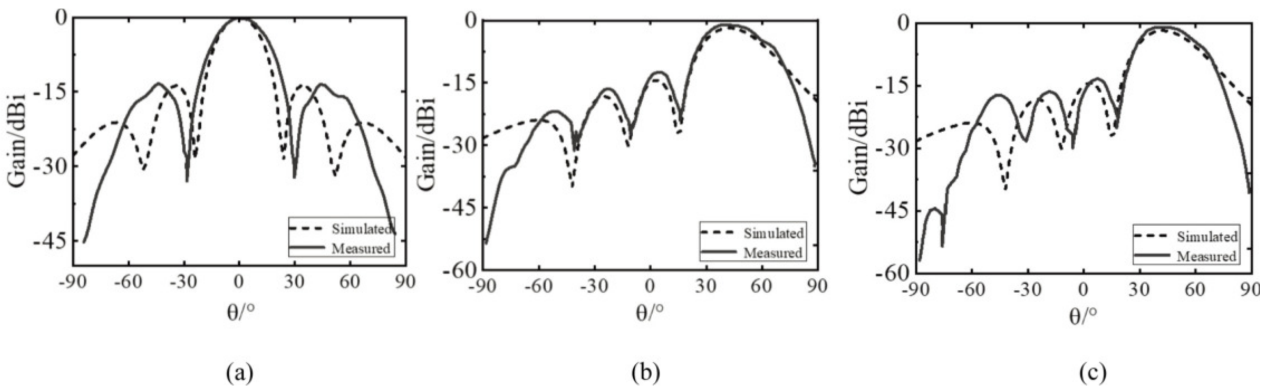

图 10 4 GHz仿真和测试的归一化辐射方向图. (a) 0°, (b) E面45°, (c) H面45°.

Fig. 10 The simulated and measured normalized radiation patterns of the antenna array at 4 GHz. (a) 0°, (b) E-45°, and (c) H-45°.

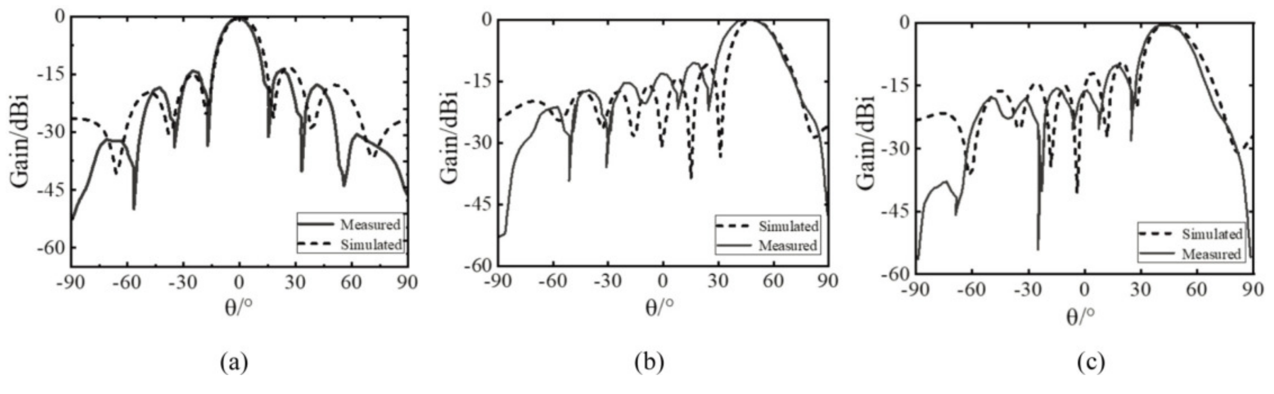

图 11 6 GHz仿真和测试归一化辐射方向图. (a) 0°, (b) E面45°, (c) H面45°.

Fig. 11 The simulated and measured normalized radiation patterns of the antenna array at 6 GHz. (a) 0°, (b) E-45°, and (c) H-45°.

4　天线制备与测试

根据仿真模型, 采用PCB (Printed Circuit Board)加工工艺, 对天线阵列进行了加工制作. 天线实物如图12所示, 天线介质基板采用Rogers RO4350, 天线阵列置于金属地板上, 便于与后端电路连接. 为了验证该天线的辐射特性, 在暗室环境下对天线远场辐射方向图进行测试, 同时对天线的波束宽度、方位副瓣、增益等性能进行了汇总, 如表1所示. 从汇总结果可以看出, 天线的副瓣电平整体保持在−13 dB左右, 根据阵列天线理论, 副瓣电平的理论计算值为−13.5 dB, 显然测试结果符合理论计算. 天线阵列的3 dB波束宽度可根据(13)式估算, 3 dB波束宽度BW与阵列长度L成反比, 与波长λ成正比. 当阵元数目N确定后, 频率越高波束宽度越窄, 这与表1中的测试结果是一致的, 进一步验证了本文提出的天线阵列能够与理论设计保持一致, 具有较好的辐射特性.

$$\mathrm{BW} = 0.886\frac{\lambda}{Nd}(\mathrm{rad})$$

$$= 50.77\frac{\lambda}{Nd}(^\circ) \approx 51\frac{\lambda}{L}(^\circ)\,. \qquad (13)$$

天线在典型频点4 GHz和6 GHz的实测辐射方向图在图10和图11中分别给出. 从整体测试结果可以看出, 该天线在宽频带范围内与仿真结果保持较好的一致性, 具有±45°的扫描能力.

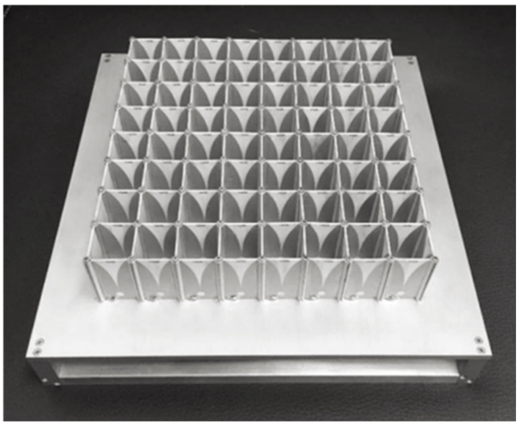

图 12　天线实物图片

Fig. 12　The photograph of the fabricated antenna

表 1　天线波瓣测试记录表

Table 1　The tested records of the antenna lobe

Frequency/GHz	Scan angle	HPBW[a] in azimuth/°	HPBW in elevation/°	SLL[b]/dB		Gain /dB
				Azimuth	Elevation	
	0°	45.12	41.05	−13.35	−13.65	12.55
2	E-45°	46.15	51.13	−12.95	−13.09	11.22
	H-45°	55.26	46.23	−12.15	−13.16	10.92
	0°	19.12	21.35	−13.3	−13.94	18.09
4	E-45°	25.08	26.85	−13.09	−12.08	16.48
	H-45°	24.79	27.94	−12.25	−16.21	16.68
	0 °	13.61	15.2	−13.09	−12.09	21.33
6	E-45°	18.26	21.34	−13.39	−11.39	20.19
	H-45°	19.38	20.91	−12.49	−12.63	19.84
	0°	10.33	11.55	−12.67	−11.58	24.17
8	E-45°	14.02	15.88	−13.45	−10.77	22.56
	H-45°	12.28	15.05	−8.06	−12.75	22.81

[a]HPBW: half-power beam-width; [b]SLL: level of sidelobe.

5 结论

基于紧耦合的原理, 将Vivaldi天线紧密排列, 并通过金属柱将各阵元进行电连接. 在阵元之间强耦合的作用下, 天线能够在不改变物理尺寸的前提下, 实现了2–8 GHz的宽频带特性. 同时兼顾了相控阵天线中对阵元间距的要求, 实现了±45°的大角度扫描特性. 最后对该天线阵列进行加工和测试, 测试结果进一步验证了该天线阵列具有良好的宽频带大角度的扫描特性.

参考文献

[1] Ivashina M V, Bregman J D, bij de Vaate J G, et al. IEEE Symposium on Antennas and Propagation Society, 2004, 1: 21-24

[2] Van Cappellen W A, Bakker L, Oosterloo T A. IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (ARRAY), Boston, 2010: 640-647

[3] 段雪峰, 王凯, 李健, 等. 天文研究与技术, 2022, 19: 606

[4] 许谦, 王从思, 易乐天. 天文学报, 2020, 61: 44

[5] 钱宏亮, 钟杰, 范峰. 土木工程学报, 2014, 47: 39

[6] 杨可忠, 杨智友, 章日荣. 现代面天线新技术. 北京: 人民邮电出版社, 1993

[7] 易乐天, 许谦, 王娜. 天文学报, 2022, 63: 17

[8] Imbriale W A, Moore M, Rochblatt D J, et al. Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Newport Beach: IEEE, 1995, 3: 1680

[9] 林昌禄. 天线工程手册. 北京: 电子工业出版社, 2002: 314-323

[10] 王泽东. 宽频带定向天线及强耦合阵列天线研究. 西安: 西安电子科技大学, 2016

[11] Navarrini A, Cattani A, Ladu A, et al. Proc. 2019 IEEE International Symposium on Phased Array System&Technology (PAST), 2019: 1-8

[12] Cavallo D, Neto A, Gerini G, et al. ITAP, 2013, 61: 1148

[13] Wheeler H. ITAP, 1965, 13: 506

[14] Munk B A. Broadband Wire Arrays // Munk B A, Pryor J B. Finite Antenna Arrays and FSS. New Jersey: John Wiley&Sons, Inc., 2003: 181-213

Broadband Dual-polarization Vivaldi Feed Design for QTT 110 m Radio Telescope

LIU Hai-wen[1] QI Huan-huan[1] ZHANG Xiao-lin[2] MA Jun[3]

(1 School of Information and Communication Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049)
(2 East China Research Institute of Electronic Engineering, Hefei 230088)
(3 Xinjiang Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Urumqi 830011)

Abstract Radio telescopes usually conduct continuous observation across a wide frequency range, but traditional phased array antenna designs struggle to meet the requirements of both wide band and large scanning volume. The development of tightly coupled antennas offers a novel approach for addressing these challenges. Accordingly, a wideband dual-polarized Vivaldi phased array feed has been designed. Firstly, a theoretical analysis of the tightly coupled principle is conducted, incorporating Wheeler's concept of continuous current and equivalent circuit. It reveals that the strong coupling between the antenna elements effectively expands the operational bandwidth of the Vivaldi phased array. Based on this, a wideband Vivaldi phased array feed composed of 8×9 Vivaldi antenna elements with a operational frequency ranging from 2 to 8 GHz is designed. Furthermore, the phased array enables ±45° scanning characteristics in both E-plane and H-plane. Finally, a prototype of the phased array is fabricated and measured. The measurement results are in good agreement with the simulated ones.

Key words instrumentation, telescopes, techniques: radio astronomy, techniques: Vivaldi antenna